

**MILLIMETRIC WAVE RADAR**

Patent Number: JP2000258525  
Publication date: 2000-09-22  
Inventor(s): KUROKI HIROSHI; SUGIOKA MASAYUKI; SATO HIROYA  
Applicant(s):: SHARP CORP  
Requested Patent: ☐ JP2000258525 (JP00258525)  
Application Number: JP19990058258 19990305  
Priority Number(s):  
IPC Classification: G01S7/03 ; G01S13/34 ; H01P1/387  
EC Classification:  
Equivalents:

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To obtain a millimetric wave radar in which a short distance can be detected with high accuracy while keeping a maximum distance by detecting the distance to an object based on a signal received by an antenna for receiving a reflected wave from the object.

**SOLUTION:** The millimetric wave radar comprises a first millimetric wave oscillator 1, a modulator 2 for pulse modulating an oscillation signal from the first millimetric wave band oscillator 1, an antenna 5 for transmitting the oscillation output from the first millimetric wave band oscillator 1, and an antenna 6 for receiving a reflected wave from an object and detects the distance to the object based on a signal received by the receiving antenna 6. The millimetric wave radar comprises a millimetric wave band oscillator 1, a pulse modulator 2, a circulator 3, a transmission antenna 5, a receiving antenna 6, a mixer 7, a local oscillator 8, an IF amplifier 9, a variable gain amplifier 10, a detector 11, and a base band amplifier 12. Furthermore, a directivity coupler 13 for introducing a part of the transmission signal to the mixer 7 is provide in the vicinity of the transmission antenna 5 and the receiving antenna 6.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2000-258525

(P 2000-258525A)

(43) 公開日 平成12年9月22日(2000.9.22)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード(参考)
G 0 1 S	7/03	G 0 1 S	7/03
	13/34		13/34
H 0 1 P	1/387	H 0 1 P	1/387

審査請求 未請求 請求項の数 8

O L

(全 1 1 頁)

(21) 出願番号 特願平11-58258

(22) 出願日 平成11年3月5日(1999.3.5)

特許法第30条第1項適用申請有り 1998年9月7日 社団法人電子情報通信学会発行の「1998年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会講演論文集I」に発表

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 黒木 太司

広島県呉市阿賀南2丁目2-11

(72) 発明者 杉岡 真行

広島県広島市安佐北区三入東2-25-14

(72) 発明者 佐藤 浩哉

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社内

(74) 代理人 100103296

弁理士 小池 隆彌

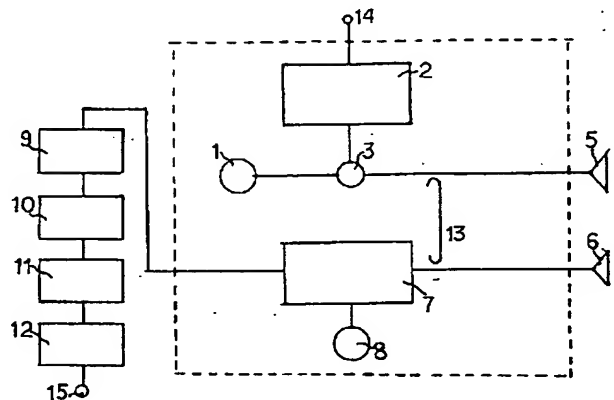
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ミリ波レーダ

(57) 【要約】

【課題】 悪天候下でも安定に動作し、かつ数100m程度の遠距離から数10cm～数cm程度の近距離の検知を雑音なしで、高精度に行うことができるミリ波レーダを提供する。

【解決手段】 第1のミリ波帯発振器と、該第1のミリ波帯発振器からの発振信号をパルス変調するパルス変調器と、前記第1のミリ波帯発振器の発振出力を送信する送信アンテナと、検知物体からの反射波を受信する受信アンテナと、該受信アンテナで受信された信号によって検知物体までの距離を検知する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 のミリ波帯発振器と、該第 1 のミリ波帯発振器からの発振信号をパルス変調するパルス変調器と、前記第 1 のミリ波帯発振器の発振出力を送信する送信アンテナと、検知物体からの反射波を受信する受信アンテナと、該受信アンテナで受信された信号によって前記検知物体までの距離を検知することを特徴とするミリ波レーダ。

【請求項 2】 前記パルス変調器はショットキバリアダイオードのような 2 端子半導体素子、あるいは FET (電界効果型トランジスタ) や HEMT (高電子移動度トランジスタ) のような 3 端子半導体素子等の高速動作素子により構成されることを特徴とする請求項 1 に記載のミリ波レーダ。

【請求項 3】 前記受信信号は第 2 のミリ波帯発振器の発振信号とミキサによってミキサし、前記ミキサの出力から送信波パルスと受信波パルスの時間差が計測され、この時間差から検知物体までの距離を測定することを特徴とする請求項 1 に記載のミリ波レーダ。

【請求項 4】 前記第 1 のミリ波帯発振器、パルス変調器、送信アンテナ、受信アンテナ、第 2 のミリ波帯発振器、ミキサは、NRD ガイド (非放射型誘電体線路) により接続されることを特徴とする請求項 1 に記載のミリ波レーダ。

【請求項 5】 ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器の出力をパルス変調するパルス変調器と、該パルス変調器で変調されなかった前記ミリ波帯発振器の発振出力を送信し、検知物体からの反射波を受信する送受信アンテナと、受信信号とパルス変調器でパルス変調された信号をミキサするミキサとからなることを特徴とするミリ波レーダ。

【請求項 6】 ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器からの発振信号をパルス変調する変調器と、前記ミリ波帯発振器の発振信号周波数を通過させ、パルス変調された信号周波数を通過させない帯域フィルタと、該帯域フィルタを通過した信号を送受信するアンテナと、前記フィルタを通過しない信号と受信信号をミキサするミキサとからなることを特徴とするミリ波レーダ。

【請求項 7】 ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器の出力を第 1 のサーキュレータに導く第 1 の NRD ガイドと、該第 1 のサーキュレータに接続されたパルス変調器と、前記第 1 のサーキュレータと第 2 のサーキュレータを接続する第 2 の NRD ガイドと、第 2 のサーキュレータに接続された第 3 の NRD ガイドと、該第 3 の NRD ガイドに接続された送受信アンテナと、前記第 2 のサーキュレータに接続されたミキサとからなることを特徴とするミリ波レーダ。

【請求項 8】 前記パルス変調器は、入力端ポートと出力端ポートの間に変調ポートを有し、変調ポートにショットキバリアダイオードのような 2 端子半導体素子、あ

るいは FET (電界効果型トランジスタ) や HEMT (高電子移動度トランジスタ) のような 3 端子半導体素子等の高速動作素子を接続したサーキュレータよりなり、入力端ポートにミリ波信号を印加し、前記高速動作素子にパルスを印加することを特徴とする請求項 5 乃至 7 のいずれかに記載のミリ波レーダ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、短距離から長距離までの検知を可能にするミリ波レーダに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 乗用車、バス、トラック等車載、その他に使用されるミリ波レーダの方式として、FM-CW、2 周波 CW、パルス、パルスドップラ、スペクトラム拡散など種々提案され、300 m 程度の最大検知距離を目標とした開発がなされている。一方で後方発進や左折時における数 10 cm ～ 数 cm 程度の近距離検知の重要性も指摘されている。

## 【0003】 例えば、特開平 10-22846 号公報

は、図 17 に示すように誘電体ストリップ 81 に直交する方向に誘電体線路を設けるとともに、RF チョーク用誘電体パターンを設け、上記誘電体線路にガンダイオードを接続し、その誘電体線路上に RF チョーク用誘電体パターンとの間にバラクタダイオードを接続している。そしてバイアス端子 82 よりガンダイオードにバイアス電圧を印加し、端子 83 から変調信号をバラクタダイオードに印加することにより、バラクタダイオードの静電容量を変化させてガンダイオードの発振周波数を変化させている。この特許出願では FM-CW を使用している。発振出力はサーキュレータ 84、送信用誘電体共振器 85 を介して送信アンテナ 86 より送信される。検知物体で反射した電波は受信アンテナ 87 で受信され、ミキサ 88 により IF 信号を端子 89 に得る。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 電波式レーダとして FM-CW 方式が最も多く用いられているが、FM-CW 方式は雑音のため数 m 以下の高精度物体検知は難しく、また発振器の発振周波数を時間的に変化させているので、周波数安定度の点から検知距離精度にも問題が残されている。パルス方式は発振周波数が安定化できるため、検知距離精度が良好であるが、数 cm オーダーの近距離検知を行うためにはミリ波を使用し、かつミリ波信号を数 ns オーダーのトリガパルスで変調する必要がある。ミリ波を半導体素子を用いて数 ns オーダーのパルス幅で変調するためには、現在パルスレーダに常用されている PIN ダイオードを使用することになるが、PIN ダイオードの少数キャリア寿命時間は数 10 ns オーダーであり長いので、数 ns オーダーの高速パルスを扱うのは困難である。

【0005】光波や超音波を利用した近距離レーダもあるが、光波は雨水や露、霧などで、また超音波は気温や風などでそれぞれ誤動作を起こす問題がある。

【0006】本発明は、上記問題を解決するもので、悪天候下でも安定に動作し、かつ300m程度の最大距離は保持しつつ、かつ従来は困難とされていた数10cm～数cm程度の近距離を高精度に検知することが可能なミリ波レーダを提供するものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に記載のミリ波レーダは、第1のミリ波帯発振器と、該第1のミリ波帯発振器からの発振信号をパルス変調するパルス変調器と、前記第1のミリ波帯発振器の発振出力を送信する送信アンテナと、検知物体からの反射波を受信する受信アンテナと、該受信アンテナで受信された信号によって前記検知物体までの距離を検知することを特徴とする。

【0008】この特徴により、数cmの近距離から数100mの遠距離までの物体検知を雑音なしで、高精度に行うことができる。また、本発明は第1のミリ波帯発振器の発振出力を直接送信する方式であるから、アップコンバートした信号を送信波に用いる場合に比べて、送信出力を大きくすることができる。即ち、アップコンバートした出力を送信波に使用する場合、アップコンバートするときに挿入損失があり、送信出力が小さくなるので、これを補うため送信波の電力増幅器を使用しなければならなかった。しかし、本発明はパルス変調器の高速動作素子が不整合時に発生する高電力の反射波をレーダの送信波に利用することで問題を解決し、その上、レーダの高性能化、低コストを実現している。

【0009】本発明の請求項2に記載のミリ波レーダは、前記パルス変調器がショットキバリアダイオードのような2端子半導体素子、あるいはFET（電界効果型トランジスタ）やHEMT（高電子移動度トランジスタ）のような3端子半導体素子等の高速動作素子により構成されることを特徴とする。

【0010】この特徴により、パルス変調器は少数キャリア寿命時間が数psオーダーのように短いショットキバリアダイオードのような2端子半導体素子、あるいはFET（電界効果型トランジスタ）やHEMT（高電子移動度トランジスタ）のような3端子半導体素子等の高速動作素子により構成されるから、高速スイッチング動作が行われ、ミリ波パルスレーダを得ることができる。

【0011】本発明の請求項3に記載のミリ波レーダは、前記受信信号と第2のミリ波帯発振器の発振信号をミキサによってミキサし、このミキサの出力から、送信波パルスと受信波パルスの時間差を計測し、この時間差から検知物体までの距離を測定することを特徴とする。

【0012】この特徴により、本発明は最長検知距離がパルス周期の1/2から、最短検知距離がパルス幅の1

／2までを検知することができる。

【0013】本発明の請求項4に記載のミリ波レーダは、前記第1のミリ波帯発振器、パルス変調器、送信アンテナ、受信アンテナ、第2のミリ波帯発振器、ミキサが、NRDガイドにより接続されることを特徴とする。

【0014】この特徴により、本発明のミリ波レーダは低損失でコンパクトに構成することができ、またミリ波の安定動作が得られる。

【0015】本発明の請求項5に記載のミリ波レーダは、ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器の出力をパルス変調する周波数変換パルス変調器と、該パルス変調器で変調されなかった前記ミリ波帯発振器の発振出力を送信し、検知物体からの反射波を受信する送受信アンテナと、受信信号とパルス変調器でパルス変調された信号をミキサするミキサとからなることを特徴とする。

【0016】この特徴により、数cmの近距離から数100mの遠距離までの物体検知を雑音なしで、高精度に行うことができる。また、本発明はミリ波帯発振器の発振出力を直接送信する方式であるから、アップコンバートした信号を送信波に用いる場合に比べて、送信出力を大きくすることができる。即ち、アップコンバートした出力を送信波に使用する場合、アップコンバートするときに挿入損失があり、送信出力が小さくなるので、これを補うため送信波の電力増幅器を使用しなければならなかった。しかし、本発明はパルス変調器の高速動作素子が不整合時に発生する高電力の反射波をレーダの送信波に利用することで問題を解決し、その上、レーダの高性能化、低コストを実現している。さらに、1つのミリ波帯発振器を送信用と受信用に利用することができ、安価に製造することができる。

【0017】本発明の請求項6に記載のミリ波レーダは、ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器からの発振信号をパルス変調する変調器と、前記ミリ波帯発振器の発振信号周波数を通過させ、パルス変調された信号周波数を通過させない帯域フィルタと、該帯域フィルタを通過した信号を送受信するアンテナと、前記帯域フィルタを通過しない信号と受信信号をミキサするミキサとからなることを特徴とする。

【0018】この特徴により、ミリ波帯発振器の発振信号は周波数変換され、帯域フィルタにより送信信号とミキサに送る信号を弁別することができ、1つのミリ波帯発振器の出力を送信用と、受信器の局部発振用に利用することができる。

【0019】本発明の請求項7に記載のミリ波レーダは、ミリ波帯発振器と、該ミリ波帯発振器の出力を第1のサーキュレータに導く第1のNRDガイドと、該第1のサーキュレータに接続された周波数変換パルス変調器と、前記第1のサーキュレータと第2のサーキュレータを接続する第2のNRDガイドと、第2のサーキュレータに接続された第3のNRDガイドと、該第3のNRD

ガイドに接続された送受信アンテナと、前記第2のサーキュレータに接続されたミキサとからなることを特徴とする。

【0020】この特徴により、1つのミリ波発振器を送信用と受信用に利用することができ、安価に製造することができる。また、低損失でコンパクトに構成することができ、ミリ波の安定動作が得られる。

【0021】本発明の請求項8に記載のミリ波レーダは、前記パルス変調器が、入力端ポートと出力端ポートの間に変調ポートを有し、変調ポートにショットキバリアダイオードのような2端子半導体素子、あるいはFET（電界効果型トランジスタ）やHEMT（高電子移動度トランジスタ）のような3端子半導体素子等の高速動作素子を接続したサーキュレータよりなり、入力端ポートにミリ波帯信号を印加し、前記高速動作素子にパルスを印加することを特徴とする。

【0022】この特徴により、ミリ波信号のアップコンバートと、パルス変調が同時に行われる。

【0023】

【発明の実施の形態】（実施例1）図1に実施例1の回路図を示す。図1のミリ波レーダは、ミリ波帯発振器1、パルス変調器2、サーキュレータ3、送信アンテナ5、受信アンテナ6、ミキサ7、局部発振器8、1F増幅器9、可変利得増幅器（AGC）10、検波器11、ベースバンド（BB）増幅器12よりなる。これらミリ波帯発振器1、パルス変調器2、サーキュレータ3、送信アンテナ5、受信アンテナ6、ミキサ7、局部発振器8は、NRDガイド（非放射型誘電体線路）を使用して接続されミリ波回路で構成される。送信アンテナ5と受信アンテナ6の付近に送信信号の一部をミキサ7に導く方向性結合器13が設けられる。

【0024】ミリ波帯発振器1は、ガンダイオードを用いて周波数安定化ガン発振器で構成され、60GHz帯や77GHz帯発振周波数信号を得る。パルス変調器2は図2、図3に示すようにショットキバリアダイオード（SBD）を用いたASK変調器で構成される。図2において、パルス変調器2はNRDガイドを使用して構成され、NRDガイドは上導体板101と下導体板102の間に誘電体ストリップを配置して構成され、単一モード動作帯域が得られる。ミリ波帯発振器1の発振出力は第1のNRDガイド103に加えられ、発振出力信号はサーキュレータ104の方向に向かう。サーキュレータ103にはパルス変調器2に向かうNRDガイド105と変調出力信号を出力するNRDガイド106が接続される。NRDガイド105はエアギャップ107を介してパルス変調器2に接続される。

【0025】パルス変調器2は図3に示すように、テフロン基板108に銅箔をエッチングしてバイアスチョーク109と低域フィルタ110を形成し、このバイアスチョーク109と低域フィルタ110の間にショットキ

ダイオード111を接続して構成される。ここで一例として、テフロン基板108は幅が2.25mmであり、バイアスチョークは幅が2.0mmで長さが1.0mmの太いパターン部分と、幅が0.2mmで長さが1.1mmの細いパターン部分を3段繰り返して形成される。低域フィルタ110は幅が2.0mmで長さが1.0mmの太い部分と、幅0.2mmで長さが1.1mmの細い部分とからなる。そしてバイアスチョーク109と低域フィルタ110の間には0.4mmの隙間を開けて幅が1.4mmで長さが1.0mmの2つの電極112と113が形成され、この2つの電極112と113の間にショットキバリアダイオード111が接続される。このパルス変調器2はショットキバリアダイオード111のマウントの裏面にテフロン片114を取り付け、ショットキバリアダイオード111が壊れないよう保護している。またショットキバリアダイオード111のマウントの表面側（ミリ波入射側）には高誘電率薄膜115を取り付け、抵抗が小さいショットキバリアダイオードとインピーダンスの高いNRDガイド105との整合をとっている。高誘電率薄膜の厚さは約 $\lambda/4$ である。さらに高誘電率薄膜の前後にテフロン片116を取り付けNRDガイドとの整合をより高めている。

【0026】パルス変調器2のバイアスチョーク109は配線117により下導体板102の穴118を経て、直流負荷抵抗119と直流負荷抵抗120を介してデジタル信号端子121に接続される。因に一例として直流負荷抵抗119は10 $\Omega$ 、直流負荷抵抗120は50 $\Omega$ に設定された。また低域フィルタ110は配線122により下導体板102の穴123を経て、アースに接続される。

【0027】したがって、ミリ波帯発振器1が60GHzを発振し、パルス変調器2のデジタル信号端子121にパルス幅が5ns、パルス繰り返し周期1 $\mu$ sの負極性トリガパルスをバイアス電圧として印加すると、ショットキバリアダイオード111はバイアス電圧が順方向期間はオン状態になるので検波器として動作し、ミリ波帯発振器1の発振信号は、ショットキバリアダイオード111に接続した直流負荷抵抗119と120に吸収される。ここで直流負荷抵抗119と120は順・逆バイアス印加ショットキダイオード111とパルス波の整合がとれるよう設定している。一方、バイアス電圧が逆方向期間はショットキダイオード111がオフ状態となるので検波器として動作しないことにより、パルス変調器2に入射したミリ波帯発振器1の発振周波数信号は不整合となり、反射される。以上の動作によりASKパルス変調が行われる。

【0028】また、パルス変調器2はFETやHEMTなど3端子半導体素子等の高速動作素子を用いて図4のように構成することができる。このパルス変調器2の回路図を図4に示すように、サーキュレータ3の入力ポー

ト 5 1 と出力ポート 5 2 の間に変調ポート 5 3 を配置し、変調ポート 5 3 に 3 端子半導体素子 5 4 のソース・ドレイン端子を接続する。ソースとアース間には整合負荷抵抗 5 6 を接続し、ゲートに R F チョーク 5 7 を介して端子 5 8 よりバイアス電圧としてパルス信号を印加し、ドレインに端子 6 0 よりノイズ除去用のチョーク 5 9 を介してミリ波帯信号を印加して動作させる。したがって、ゲートに印加されたパルス信号がハイレベルのときは 3 端子半導体素子のドレイン・ソース間が短絡され、ドレインに inputs したミリ波信号は整合負荷抵抗 5 6 に吸収される。パルス信号がローレベルのときはドレイン・ソース間は開放になるので、ドレインに inputs したミリ波信号は反射され、その結果サーキュレータ 3 の出力ポート 5 2 にパルス被変調信号が得られる。

【0029】図 5 は図 4 に示した回路をマイクロストリップに応用した例を示し、図 4 と同等部分には添え字 a を付して示す。なお、6 1 は直流阻止用コンデンサ、6 2 は整合回路を示す。図 5 の回路でもアップコンバータの動作は図 4 の回路と同様に行われる。また図 6 は N R D ガイドに応用した例を示し、図 4 と同等部分には添え

字 b を付して示す。

【0030】上記のように、パルス変調器 2 で反射されたミリ波帯信号はサーキュレータ 3 を通過して、送信アンテナ 5 から送信されるとともに、その一部は基準波として方向性結合器 1 3 によりミキサ 7 へ導かれる。

【0031】検知物体で反射した反射波は受信アンテナ 6 で受信され、ミキサ 7 に入力される。ミキサ 7 には受信信号と、局部発振器 8 からの局部発振信号と、方向性結合器 1 3 によって供給される基準波の一部が入力され、ミキサ 7 がダウンコンバータとして動作することにより中間周波信号を出力する。ここで、局部発振器 8 はミリ波帯発振器 1 と同様にガンダイオードによって周波数安定化ガン発振器で構成され、またミキサ 7 はバランス型ミキサで構成され、ヘテロダイン受信を行っている。中間周波数信号はさらに I F 増幅器 9、可変利得増幅器 (A G C) 1 0、検波器 1 1、ベースバンド (B B) 増幅器 1 2 を経て、出力端子 1 5 に基準波パルス P 1 と反射波パルス P 2 を得る。

【0032】図 7 に示すように、基準波パルス P 1 と受信波パルス P 2 の時間差  $\Delta t$  (s) を計測することで、検知物体までの距離 R (m) は (1) 式より算出できる。

$$R = \Delta t \cdot c / 2 \quad (1)$$

ここで、c は光速 (m/s)

このミリ波レーダの最大検知距離 (R m a x) は、パルス変調器 2 に印加されるパルス繰り返し周期 (t p) から (2) 式で求められる。

$$R m a x = t p \cdot c / 2 \quad (2)$$

また、最小検知距離 (R m i n) は、パルス変調器 2 に印加されるパルス幅 (t w) から (3) 式で求められる。

$$R m i n = t w \cdot c / 2 \quad (3)$$

本発明のパルス変調器 2 はショットキバリアダイオードのような 2 端子半導体素子、あるいは F E T (電界効果型トランジスタ) や H E M T (高電子移動度トランジスタ) のような 3 端子半導体素子等の高速動作素子を用いて外部変調方式により動作させ N R D ガイド A S K 変調器により構成されるから、少数キャリア寿命時間が数 p s オーダーと非常に短いことから高速のスイッチング動作が行われ、伝送速度 4 0 0 M b p s に対してまだ十分余裕のある高速性能を有しているため、数 c m の最小検知距離を得ることができる。

【0036】また、本発明のミリ波帯発振器 1 は周波数安定化ガン発振器により構成され、パルス変調器 2 は A S K 変調器によって構成されるので、周波数変動が少なく、計測誤差は図 8 (横軸は検知距離、縦軸は誤差) に示すように、検知距離が数 c m から数 1 0 m にわたり  $\pm 2$  c m 以下であり、高精度に検知物体までの距離を検知できる。

【0037】また、本発明はミリ波帯発振器の発振出力を直接送信する方式であるから、アップコンバートした信号を基準波に用いる場合に比べて、送信出力を大きくすることができる。即ち、アップコンバートした出力を送信波に使用する場合は、アップコンバートするときに挿入損失があり、送信出力が小さくなるので、これを補うため送信波の電力増幅器を使用しなければならなかった。しかし、本発明はパルス変調器を構成する高速動作素子に印加するバイアス電圧を時間的に制御し、高速動作素子の不整合時の高電力の反射波をレーダの基準波に利用することで問題を解決し、その上、レーダの高性能化、低コストを実現している。

(実施例 2) 本発明の実施例 2 において、ミリ波レーダは、図 9 に示すように発振器 2 1 と、第 1 のサーキュレータ 2 2 と、第 2 のサーキュレータ 2 3 と、周波数変換パルス変調器 2 4 と、ミキサ (ダウンコンバータ) 2 5 と、帯域フィルタ 2 6 と、アンテナ 2 7 とからなる。

【0038】発振器 2 1 はガンダイオードを用いて構成され、ミリ波帯信号を発振し、この発振信号は第 1 のサーキュレータ 2 2 を介して周波数変換パルス変調器 2 4 に供給される。周波数変換パルス変調器 2 4 はショットキバリアダイオード (S B D) によって構成され、ショットキバリアダイオードに図 1 0 (a) に示すように無変調連続波信号 C W を中間周波数信号 P i f として印加し、また図 1 0 (b) に示すようにパルス幅 t w、パルス繰り返し周期 t p の負極性トリガパルスをバイアス電圧 V b として印加する。ショットキバリアダイオードはバイアス電圧が順方向期間では周波数変換器として動作

するようにミリ波整合回路が設定されている。したがって、周波数変換パルス変調器 24 に第 1 のサーキュレータ 22 を介して発振器 21 の発振信号が印加される同時に、中間周波数信号  $P_{IF}$  と順方向バイアス電圧  $V_B$  が印加されると、周波数変換パルス変調器 24 では周波数変換パルス変調器として動作し、ミリ波帯周波数信号は、その周波数 ( $f_{RF}$ ) と中間周波数 ( $f_{IF}$ ) の和及び差の周波数 ( $f_{RF} \pm f_{IF}$ ) 成分に変換される。この周波数成分信号は第 1 のサーキュレータ 22 及び第 2 のサーキュレータ 23 を通過後、帯域フィルタ 26 に導かれる。帯域フィルタ 26 の中心周波数は発振器 21 のミリ波帯信号の周波数に設定されているので、和及び差の周波数 ( $f_{RF} \pm f_{IF}$ ) の信号は帯域フィルタ 26 で反射される。反射された和及び差の周波数 ( $f_{RF} \pm f_{IF}$ ) 成分信号は第 2 のサーキュレータ 23 を介してミキサ 25 の局部発振信号として加えられる。

【0039】一方、ショットキバリアダイオードに逆方向バイアス電圧が印加されると、周波数変換パルス変調器 24 はアップコンバータとして動作しないので、ショットキバリアダイオードに印加されたミリ波帯周波数信号は不整合のためこの部分で反射され、第 1 のサーキュレータ 22 及び第 2 のサーキュレータ 23 を通過後、帯域フィルタ 26 に導かれる。帯域フィルタ 26 の中心周波数は発振器 21 のミリ波帯信号の周波数に設定されているから、帯域フィルタ 26 に導かれたミリ波帯周波数信号は帯域フィルタ 26 を通過して、アンテナ 27 から図 10 (c) に示すようにレーダの送信信号  $P_T$  として発射される。そして検知物体からの反射波は、ショットキバリアダイオードによって構成されるバランスミキサ型のダウンコンバータが前記和及び差の周波数信号とヘテロダイン検波され、その結果図 10 (d) に示す受信出力  $P_R$  が得られる。レーダから検知物体までの距離  $R$  (m) は、送信波を発射した時刻から反射波が到来した時刻までの差の時間  $\Delta t$  (s)、光速を  $c$  (m/s) とすると、前記式 (1) により表される。またパルスの繰り返し周期  $t_p$  からミリ波レーダの最大検知距離  $R_{max}$  は、前記式 (2) より求めることができ、パルス幅  $t_w$  から最小検知距離は  $R_{min}$  は、前記式 (3) により求めることができる。

【0040】また、本発明はミリ波帯発振器の発振出力を直接送信する方式であるから、アップコンバートした信号を基準波に用いる場合に比べて、送信出力を大きくすることができる。即ち、アップコンバートした出力を送信波に使用する場合は、アップコンバートするときに挿入損失があり、送信出力が小さくなるので、これを補うため送信波の電力増幅器を使用しなければならなかった。しかし、本発明はパルス変調器を構成する高速動作素子に印加するバイアス電圧を時間的に制御し、高速動作素子の不整合時の高電力の反射波をレーダの基準波に利用することで問題を解決し、その上、レーダの高性能

化、低コストを実現している。

【0041】本発明の実施例 2 のミリ波レーダは NRD ガイド (非放射型誘電体線路) を使用して図 11 の平面図、図 12 の立体図に示すように構成される。NRD ガイドは、35 GHz 帯、60 GHz 帯のようなミリ波帯の伝送線路として使用され、遮断平行平板導波管内に方形誘電体ストリップを挿入して構成される。NRD ガイドは、図 13 に示すように上下に所定間隔をおいて平行配置されたアルミニウム、銅、真鍮などの良導電体・非磁性体材料よりなる厚さ 4.0 mm 程度の上導体板 31 と下導体板 32 との間に高さ  $a$ 、幅  $b$  の角棒状の誘電体ストリップ 33 を配置して構成される。誘電体ストリップ 33 として、ミリ波帯のような高周波で低損失な比誘電率が 3.0 以下、例えば 2.04 のテフロン、2.1 のポリエチレン、2.56 のポリスチレン等の誘電体を使用され、信号周波数の自由空間波長を  $\lambda_0$  とすると、誘電体ストリップ 33 の高さ  $a$  は、 $a = 0.45 \lambda_0$  の近傍、幅  $b$  は、比誘電率を  $\epsilon_r$  とすると、

【0042】

【数 1】

$$b = \frac{0.51}{\sqrt{\epsilon_r - 1}} \lambda_0$$

【0043】に設定される。60 GHz 帯では、誘電体ストリップとしてテフロンを使用した場合、高さ  $a = 2.25$  mm、幅  $b = 2.5$  mm に設定され、55 GHz から 65.5 GHz で単一モード動作帯域を得ている。

【0044】本発明のミリ波レーダは上記 NRD ガイドを伝送線路として使用して構成され、ガンダイオード発振器 21 は図 14 (a) に図 11 及び図 12 のガンダイオード発振器 21 の部分の別方向からの立体図を示し、また図 14 (b) にガンダイオード発振器の部分断面図を示すように、ガンダイオード 41 は円筒状磁器パッケージの中に封入されて、H 形断面形状を有し、 $\lambda/4$  ステップ低域フィルタを施した真鍮製の金属片 42 の側面にマウントされ、上導体板 31 と下導体板 32 の間に横向きに装荷される。

【0045】上記金属片 42 の一表面上に、図 14

(c) に示すようにエッチングにより  $\lambda/4$  チョークパターンからなるマイクロストリップ低域フィルタ線路 44 が形成された厚み 0.13 mm のテフロン基板 43 を貼り付け、マイクロストリップ低域フィルタ線路 44 を介してガンダイオード 41 にバイアス電圧を印加して、ガンダイオード発振器 21 から 59 GHz 帯発振信号を得る。この発振信号は図 14 (d) に示すテフロン基板 45 に金属ストリップ 46 を形成した金属ストリップ共振器 47 を経て NRD ガイド 28 a に導かれる。金属ストリップ共振器 47 は金属ストリップ 46 の幅  $c$ 、長さ  $d$ 、テフロン基板の厚み  $e$  によって発振周波数を決定することができ、一例としてテフロン基板の厚み  $e$  を 0.



265mm、金属ストリップの幅 $c$ を1.4mmとし、長さ $d$ を1.5mmから2.5mmに変化したとき、55GHzから63GHzに可変することができ、60GHz帯NRDガイドの帯域をほぼカバーし、発振出力60mW以上が得られる。ここで、NRDガイド28が金属ストリップ共振器47に接する先端部に結合部分で生じる不要モードを抑えるためモードサプレッサ29を挿入するのが望ましい。金属ストリップ共振器46は金属ストリップの長さを変えて目的の周波数59GHz帯に調整される。この実施例では58.36GHz又は59.15GHzに調整された。

【0046】前記NRDガイド28aの近くに周波数安定化のための高Qを有するセラミック共振器48が側結合するように配置され、セラミック共振器48は上下導体板間隔の方向を共振器長として動作することにより周波数安定化を図る。セラミック共振器48は高Qのセラミックディスク48aを真中にして上下をテフロンディスク48b、48cで挟んで構成され、セラミックディスク48aが上下導体板の中心位置にくるようにして放射がなくなるようにしてある。セラミックディスク48aは厚さ $t$ を薄くすることで共振器長を短くして共振周波数を高くでき、厚さを0.47mmにすると、共振周波数が59GHzになった。

【0047】このセラミック共振器48は図11に示すように、NRDガイド28aからの距離 $g$ を1.35mmに設定し、定在波比を2とした。また、NRDガイド28のモードサプレッサ端面からセラミック共振器48の中心までの距離 $z$ をセラミック共振器48がロッキングする位置に設定した。ロッキング位置は、6.0mmと6.5mmであった。ロッキング時、スペクトラムアナライザの周波数軸(SPAN)を50kHzにしても発振周波数の変動は観測されず、波形もきれいであった。

【0048】セラミック共振器48は、セラミックディスクの代替としてアルミナ等を使用することができ、またテフロンディスクの代替としてポリエチレン、ポリスチレン、ポロナイトライド等を使用することができ、形状は円形以外に楕円形、三角形、方形にすることが可能であるが、円形が最も製作しやすい。更に、セラミック共振器48はセラミックディスクが上下導体板の真中になるように上側又は下側の一方をテフロンディスクで支持する構造とし、他方を空間とする構成でもよい。この場合、セラミックディスクは誘電率が無限大に近いほうがよい。

【0049】セラミック共振器48は、前記説明の通り高Qを有する比較的硬い誘電体であるセラミックディスク48aを真中にして上下をセラミックよりは誘電率が低く柔らかい誘電体であるテフロンディスク48b、48cで挟むようにして、セラミックディスク48aが上下導体板の中心に位置するよう構成される。セラミック共振器48は円形に形成され、その周囲をリング状の誘

電率が低い誘電体よりなるテフロンチューブ(図示しない)で被覆するのが望ましい。テフロンチューブはセラミック共振器48の形くずれを防止すると同時に、NRDガイド送信機、NRDガイド受信機内部に結露等による湿度の影響を防止する。セラミック共振器48の共振周波数は、その厚さ $t$ を含め上下導体板間隔の方向を共振器長とする上下導体板の間隔で決定され、この間隔が電氣的に半波長の整数倍になる周波数で共振する。このセラミック共振器48はTE( $_{02}\delta$ )で共振するので、セラミックディスク48aを薄くして共振周波数を高くすることができる。セラミック共振器48の全体の高さを上下導体板の間隔2.25mmに調整しながら、セラミックディスク48aを薄く、テフロンディスク48b、48cを厚くして共振周波数を調整する。セラミックディスク48aの厚さを0.47mmにして59GHz帯の共振周波数を得る。

【0050】NRDガイド28aに入力された発振信号は、第1のサーキュレータ22により周波数変換パルス変調器24の方向に導かれNRDガイド28bを通して入力する。周波数変換パルス変調器24は図15に示すように構成され、実施例1で説明した図2、図3のパルス変調器とほぼ同様に構成されるが、バイアスチョークに印加される信号に相違点がある。すなわち、図13に示すように、IF印加端子130に図10(a)の無変調連続波が印加され、バイアス端子131に図10

(b)のトリガパルスが印加される。

【0051】また、この周波数変換パルス変調器は図16に示すように、FET(電界効果型トランジスタ)やHEMT(高電子移動度トランジスタ)のような3端子半導体素子140を用いて構成され、第1のサーキュレータ22の入力端ポート51と出力端ポート52の間に変調ポート53が配置され、変調ポート53に周波数変換パルス変調器24が接続される。3端子半導体素子140よりなる周波数変換パルス変調器24の回路図は図16に示すように、第1のサーキュレータ22の変調端ポート53に3端子半導体素子140のゲート・ソース端子を接続する。ゲートにはミリ波帯信号を印加し、ドレインには端子142より図10(a)の無変調連続波信号を中間周波数信号として印加する。また、ドレインには端子141より図10(b)のパルスをバイアス電圧として印加する。この構成の周波数変換パルス変調器24において、入力端ポート51にミリ波帯発振信号を、端子141にパルスを印加すると、3端子半導体素子140としてGaAsFETを用いた場合、パルス信号が”Low”レベル(数V)では3端子半導体素子140はドレイン・ソース間が高抵抗となり、3端子半導体素子140に入力した伝送波は反射を受けて出力端ポート52に出力される。一方、パルス信号が”High”レベル(+数V)ではドレイン・ソース間是非線形領域となり、出力端ポート52にミリ波帯発振信号と中



間周波数信号の和と差の周波数信号が得られる。以上のような動作に基づいて周波数変換パルス変調器が構成される。

【0052】上記したように、周波数変換パルス変調器24で周波数変換された和信号と差信号は、第2のサーキュレータ23及びNRDガイド28c、28dを通して帯域通過フィルタ26に向かう。帯域通過フィルタ26は、中心周波数60.625GHz、帯域幅2GHz、0.5dBリップルの3段チェビシェフフィルタで構成され、ミリ波帯発振周波数信号のみを通過させ、送信アンテナ27に伝送され、送信アンテナ27よりミリ波電波が送信される。周波数変換パルス変調器24の和信号及び差信号は帯域フィルタ26で反射されて第2のサーキュレータ23を介してミキサ25に入力する。

【0053】検知物体で反射した電波はアンテナで受信され、第2のサーキュレータ23、NRDガイド28eを介してミキサ25に入力する。ミキサ25は図12に示すように、ショットキバリアダイオード61で検波する構造であり、ショットキバリアダイオード61のマウントの裏面にテフロン片62を取り付け、ショットキバリアダイオード61が壊れないよう保護している。またショットキバリアダイオード61のマウントの表面（ミリ波帯信号入射側）には高誘電率薄膜を取り付け、抵抗が小さいショットキバリアダイオードとインピーダンスの高いNRDガイド28との整合をとっている。高誘電率薄膜の厚さは約 $\lambda/4$ である。さらに高誘電率薄膜の後にテフロンチップ63を取り付けNRDガイドとの整合をより高めている。

【0054】ミキサ25で前記和信号と反射波をミキサすることによりミリ波帯信号はダウンコンバートされて、元のIF信号を端子64に得る。この後は図示しないが、実施例1と同様にIF増幅器9、可変利得増幅器（AGC）10、検波器11、ベースバンド（BB）増幅器12を備え、出力端子15から基準波パルスと受信波パルスを得る。そして検知物体までの距離が検知される。

【0055】本発明はミリ波発振器の発振出力を直接送信する方式であるから、アップコンバートした信号を送信波に用いる場合に比べて、送信出力を大きくすることができる。即ち、アップコンバートした出力を送信波に使用する場合は、アップコンバートするときに挿入損失があり、送信出力が小さくなるので、これを補うため送信波の電力増幅器を使用しなければならなかった。しかし、本発明は周波数変換パルス変調器に印加するバイアス電圧を時間的に制御し、周波数変換パルス変調器の不整合時に発生する高電力の反射波をレーダの送信波に利用することで問題を解決し、その上、レーダの高性能化、低コストを実現している。

【0056】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、数cmの

近距離から数100mの遠距離までの物体検知を雑音なしで、高精度に行うことができる。また、パルス変調器が少数キャリア寿命時間がpsオーダーのように短いショットキバリアダイオードのような2端子半導体素子、あるいはFET（電界効果型トランジスタ）やHEMT（高電子移動度トランジスタ）のような3端子半導体素子等の高速動作素子を用いて構成されるから、高速スイッチング動作が行われ、ミリ波パルスレーダを得ることができる。さらに、本発明のミリ波レーダはコンパクトに構成することができ、またミリ波の安定動作が得られる。また、本発明は最長検知距離がパルス周期の1/2から、最短検知距離がパルス幅の1/2までを検知することができる。そして、本発明によれば1つのミリ波発振器を送信用と受信用に利用することができ、安価に製造することができる。また、ミリ波信号をアップコンバートし、パルス変調することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1のミリ波レーダのブロックダイヤグラムを示す。

【図2】実施例1のミリ波レーダをNRDガイドに応用した斜視図を示す。

【図3】実施例1に使用される周波数変換パルス変調器の平面図を示す。

【図4】実施例1に使用されるパルス変調器の回路図を示す。

【図5】パルス変調器をマイクロストリップで構成した図を示す。

【図6】パルス変調器をNRDガイドで構成した図を示す。

【図7】実施例1の動作を説明する波形図を示す。

【図8】実施例1の計測誤差を説明する図である。

【図9】本発明の実施例2のブロックダイヤグラムを示す。

【図10】実施例2の動作を説明する波形図である。

【図11】実施例2のミリ波レーダをNRDガイドに応用した平面図を示す。

【図12】実施例2のミリ波レーダをNRDガイドに応用した立体図を示す。

【図13】NRDガイドを説明する図である。

【図14】ガンダイオード発振器付近のNRDガイド立体図を示す。

【図15】周波数変換パルス変調器付近のNRDガイド立体図を示す。

【図16】周波数変換パルス変調器の回路図を示す。

【図17】従来のミリ波レーダの構成を示す。

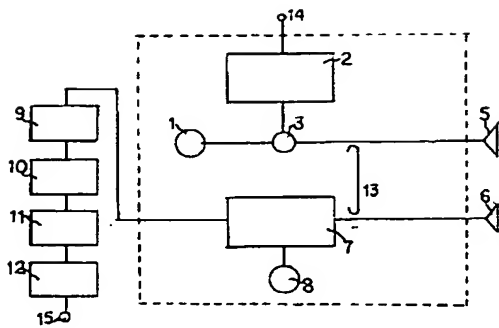
【符号の説明】

- 1 ミリ波帯発振器
- 2 パルス変調器
- 3 サーキュレータ
- 4 帯域フィルタ

15

- 5 送信アンテナ
- 6 受信アンテナ
- 7 ミクサ
- 8 局部発振器
- 9 IF増幅器
- 10 AGC
- 11 検波器
- 12 BB増幅器

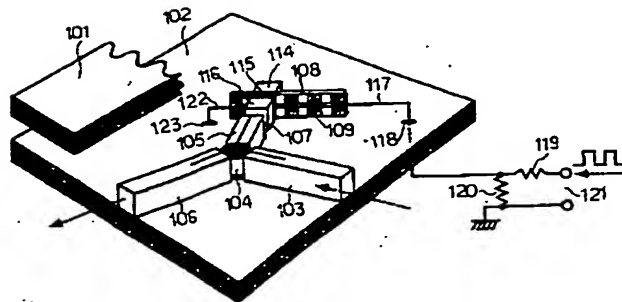
【図 1】



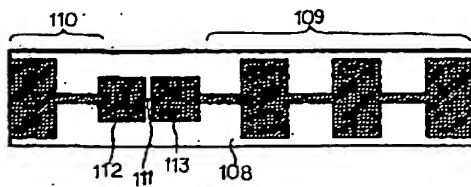
16

- 21 発振器
- 22 第1のサーキュレータ
- 23 第2のサーキュレータ
- 24 アップコンバータ
- 25 ミクサ
- 26 帯域フィルタ
- 27 アンテナ

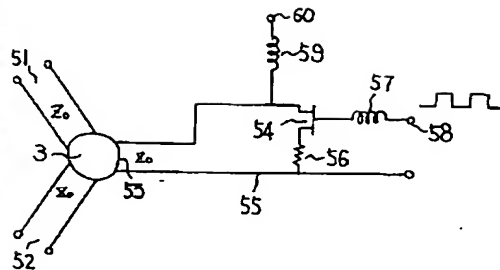
【図 2】



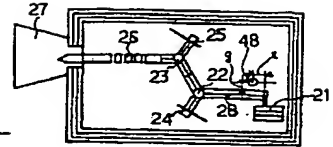
【図 3】



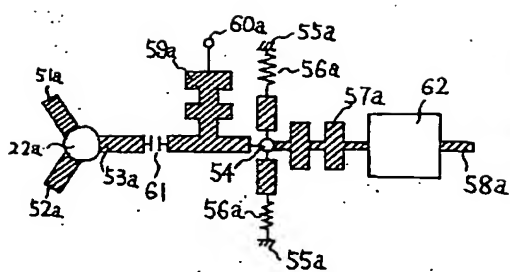
【図 4】



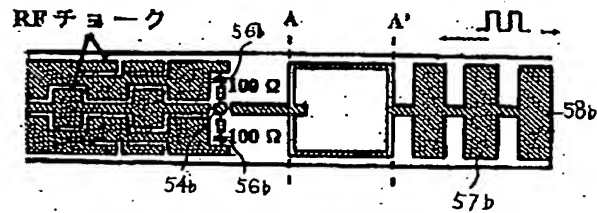
【図 11】



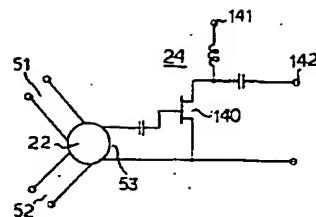
【図 5】



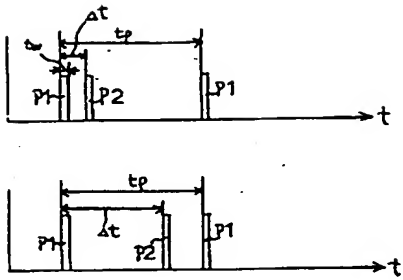
【図 6】



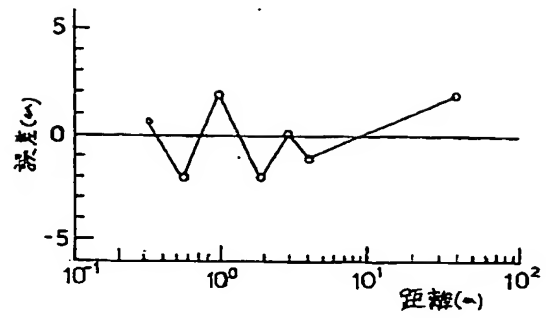
【図 16】



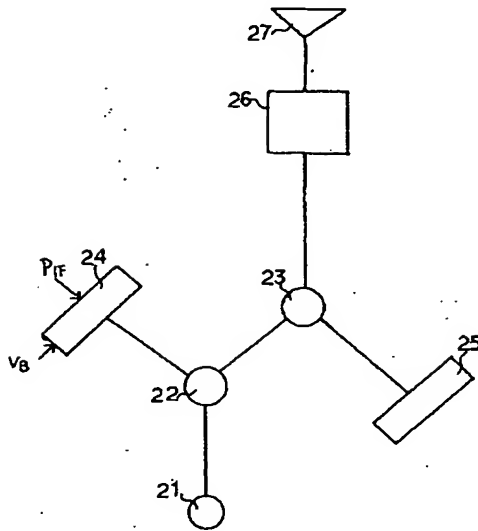
【図 7】



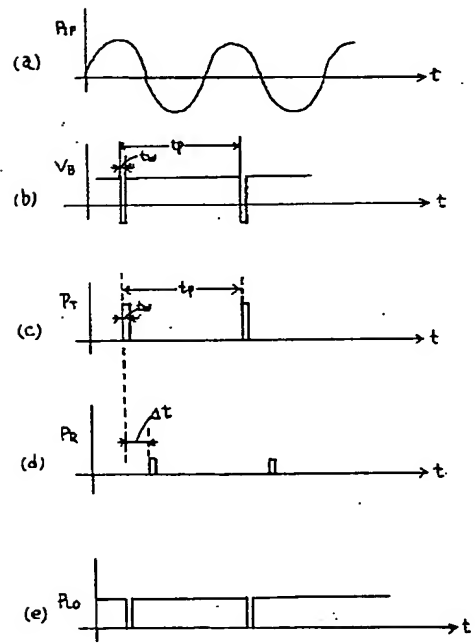
【図 8】



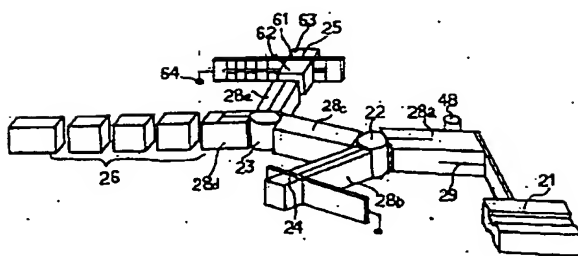
【図 9】



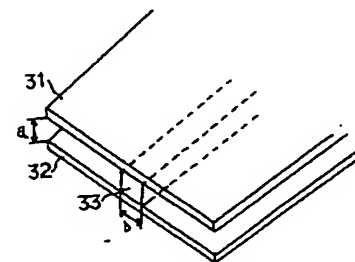
【図 10】



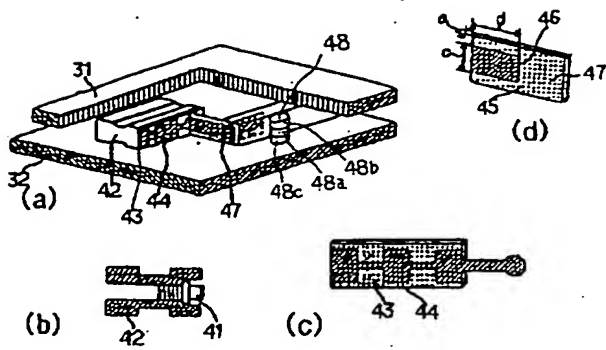
【図 12】



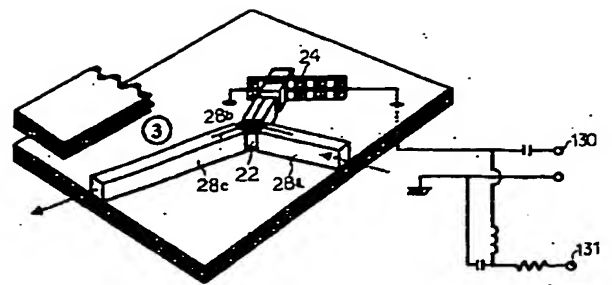
【図 13】



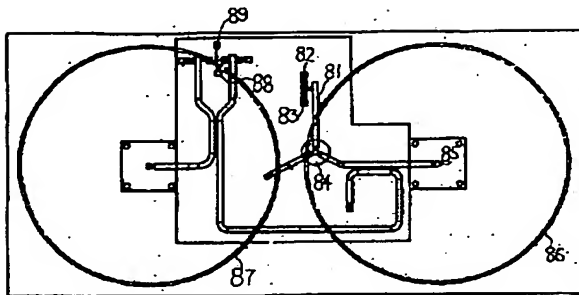
【図 14】



【図 15】



【図 17】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J013 GA02 GA04  
 5J070 AB01 AB17 AB24 AC02 AD02  
 AE01 AH40 AK22